

19. Gordeeva Yu.L., Gordeev L.S. Matematicheskaya model' nepreryvnogo protsessa v bioreaktore s retsiklom substrata i biomassy [A mathematical model of a continuous process in a bioreactor with recycle of substrate and biomass], *Vestnik AGTU. Ser.: Upravlenie, vychislitel'naya tekhnika i informatika* [Vestnik of Astrakhan State Technical University. Series: Management, Computer Sciences and Informatics], 2013, No. 2, pp. 9-18.
20. Stahl T., Duffy G., Kestel S., Gray M. Dissolved Oxygen Control Based in Real-Time Oxygen Uptake Rate Estimation, *Florida Water Resources Journal*, 2013, No. 4, pp. 50-53.
21. Weijers S.R. Modelling, Identification and Control of Activated Sludge Plants for Nitrogen Removal. Eindhoven: Technische Universiteit Eindhoven, 2000, 235 p.
22. SNiP 2.04.03-85 «Kanalizatsiya. Naruzhnye seti i sooruzheniya» [SNiP 2.04.03-85 "Sewerage. External networks and constructions"]. Moscow: ОАО «TsPP», 2012, 97 p.

Статью рекомендовал к опубликованию профессор В.В. Григорьев.

Грудяева Елизавета Камаловна – Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина); e-mail: lizaayo@yandex.ru; 197376, г. Санкт-Петербург, ул. Профессора Попова, 5; тел.: +79215997216; кафедра автоматика и процессов управления; аспирант.

Душин Сергей Евгеньевич – e-mail: dushins@yandex.ru; тел.: +79219704631; кафедра автоматика и процессов управления; профессор.

Grudyayeva Elizaveta Kamalovna – St. Petersburg State Electrotechnical University "LETI"; e-mail: lizaayo@yandex.ru; 5, Professor Popov street, Saint-Petersburg, 197376, Russia; phone: +79215997216; the department of automation and control processes; postgraduate student.

Dushin Sergei Evgen'evich – e-mail: dushins@yandex.ru; phone: +79219704631; the department of automation and control processes; professor.

УДК 681.51

И.А. Радионов

СИНЕРГЕТИЧЕСКИЙ НАБЛЮДАТЕЛЬ СОСТАВЛЯЮЩИХ ВЕКТОРА ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ РОТОРА АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА*

Асинхронный электропривод обладает рядом преимуществ в сравнении с другими электрическими машинами: небольшие габариты и масса, высокая удельная мощность и КПД, простая конструкция и, как следствие, низкая стоимость изготовления и обслуживания. Тем не менее, применение данного двигателя в задачах высокоточного позиционирования и слежения сопряжено с рядом сложностей. Одной из них является невозможность измерения некоторых переменных объекта. В статье рассмотрена проблема оценки составляющих вектора потокосцепления ротора по информации, поступающей с датчиков тока и напряжения статорной обмотки. Данная переменные состояния необходимы для осуществления перехода от физических координат к вращающейся системе координат, ориентированной по вектору потокосцепления ротора. При этом, приводом приобретаются характеристики, близкие к характеристикам двигателя постоянного тока и обеспечивается раздельное регулирование магнитного потока и электромагнитного момента двигателя, а также, в режиме поддержания постоянства потокосцепления ротора, реализуется предельно допустимое быстроедействие при управлении моментом. Применение наблюдателя позволит реализовать векторное управление электроприводами, в конструкции которых не предусмотрены датчики для измерения мгновенных значений потока в воздушном зазоре. Для построения наблюдателя применяются методы и принципы синергетической теории управления. Приведены результаты экспериментальных исследований синтезированной системы оценки составляющих вектора потокосцепления ротора. Проведено сравнение с применяемым на практике методом оценки, показывающее эффективность предлагаемого подхода.

Асинхронный электропривод; потокосцепление; система оценки; наблюдатель; синергетический подход.

* Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (грант № 13-08-00995-а).

I.A. Radionov

SYNERGETIC OBSERVER OF ASYNCHRONOUS DRIVE ROTOR FLUX LINKAGE VECTOR COMPONENTS

The asynchronous motor has some advantages in comparison to other electric machines: small size and weight, high power-to-weight ratio and efficiency, simple design and as a result the low cost of manufacturing and service. However, the use of this motor in the tasks of high-precision positioning and tracking faced with a number of difficulties. One of them is the inability to measure some of the variables of the object. In the article we explore the problem of estimating the components of rotor flux linkage vector using information from the current and voltage sensors at stator winding. These variables are needed to make the transition from physical coordinates to a rotating coordinate system oriented along the vector of the rotor flux linkage. At orientation with the field, the drive attains characteristics that are similar to characteristics of a DC motor and provides separate control of the magnetic flux and the electromagnetic torque of the motor. While maintaining rotor constant flux linkage the maximum speed and torque control is realized. Using of the observer allows realizing the vector control of electric drives which are not featured with sensors to measure values of the flow in the air gap. For observer design procedure we use the methods and principles of synergetic control theory. We provide the results of experimental check of the synthesized system. The provided comparison with practically used estimation method demonstrates the effectiveness of the proposed approach.

Asynchronous drive; flux linkage; estimation system; observer; synergetic approach.

Введение. Одним из наиболее перспективных классов электроприводов является асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором (АДКЗР). Это обусловлено тем, что он обладает рядом преимуществ в сравнении другими электрическими машинами, среди которых: небольшие габариты и масса, высокая удельная мощность и КПД, простая конструкция и, как следствие, низкая стоимость изготовления и обслуживания. Тем не менее, данный электропривод является одним из наиболее сложных с точки зрения регулирования, что обусловлено высокой размерностью его математической модели, наличием нелинейностей и перекрестных связей.

Несмотря на значительные достижения современной теории управления, в настоящее время в подавляющем большинстве случаев применяются регуляторы, в основе которых заложена линеаризация математических моделей асинхронных электроприводов (АЭП), сепарирование каналов управления. Это в свою очередь, негативно сказывается на способности синтезированных систем отвечать предъявляемым к ним требованиям.

Важно отметить, что для синтеза высокоточных регуляторов, необходимо иметь как можно более полную информацию о всех переменных состояния объекта. Зачастую некоторые из них могут представлять собой физически не измеряемые координаты. К ним могут относиться переменные, являющиеся неотъемлемой частью системы, в нашем случае – это составляющие вектора потокоцепления ротора $\psi_{r\alpha}$, $\psi_{r\beta}$. Также в оценке могут нуждаться влияющие на систему внешние возмущающие воздействия. Помимо этого, подобные алгоритмы актуальны при варьировании значений параметров объекта [1, 2].

Для подобных систем наиболее подходящими являются адаптивные регуляторы, осуществляющие выполнение задач управления, а также адаптацию к изменению параметров и координат системы, и действию внешних возмущений. В этом случае адаптивный регулятор позволяет своевременно отслеживать изменение переменных и корректировать базовый закон управления [3, 4].

Перспективным методом управления АДКЗР является векторное, позволяющее раздельно регулировать скорость и потокоцепление привода. Данному подходу посвящено значительное число работ [5–10]. Метод управления был предложен в начале 70-х гг. XX в. в работах Р. Парка и Ф. Блашке. Идея его состоит в следующем: воздействие осуществляется не на реальные переменные двигателя в

фазовых осях A, B, C , а на переменные в ортогональных осях x, y , одна из которых ориентируется по направлению вектора потокосцепления ротора. Для этого измеренные мгновенные значения электромагнитных переменных подвергаются координатным преобразованиям, которые затем рассматриваются в координатах, вращающихся с частотой поля. После чего, полученные сигналы трансформируются в фазовую систему координат и используются в качестве управляющих сигналов преобразователя мощности. Подобное решение позволяет реализовать регуляторы в соответствии с принципами подчиненного управления [11].

Типовая функциональная схема системы векторного управления имеет два канала регулирования: модулем вектора потокосцепления ротора и угловой скоростью ротора. Подобный подход дает возможность осуществления независимого регулирования модуля вектора потокосцепления ротора и скорости ротора при сохранении пропорциональности между моментом, развиваемым двигателем и составляющей намагничивающей силы статора. При ориентации по полю, приводом приобретаются характеристики, близкие к характеристикам двигателя постоянного тока и обеспечивается отдельное регулирование магнитного потока и электромагнитного момента двигателя, а также, в режиме поддержания постоянства потокосцепления ротора, реализуется предельно допустимое быстродействие при управлении моментом [12, 13].

Осуществление перехода от системы координат (α, β) , неподвижной относительно статора, к системе координат (x, y) невозможно без измерения или оценки составляющих вектора потокосцепления ротора $\psi_{r\alpha}, \psi_{r\beta}$ [14–17]. В системах управления «Трансвектор» с помощью датчиков Холла измеряются трехфазные мгновенные значения потока в воздушном зазоре ψ_{ra} и ψ_{rb} , которые преобразовываются в значения для неподвижной системы координат статора (α, β) .

В данной работе предложено применение методов синергетической теории управления для построения наблюдателя (системы оценки) составляющих вектора потокосцепления ротора $\psi_{r\alpha}, \psi_{r\beta}$, что позволит осуществить векторное управление АДКЗР в конструкции которых не предусмотрены датчики Холла.

Синтез наблюдателя. Методика синергетического синтеза динамических регуляторов с асимптотическими наблюдателями подробно описана в работах [3, 18]. Математическая модель АЭП, записанная в системе координат, неподвижной относительно статора имеет вид

$$\begin{aligned} \frac{di_{s\alpha}}{dt} &= -\frac{1}{T_s^*}i_{s\alpha} + \frac{k_r}{T_r L_s^*}\psi_{r\alpha} + \frac{k_r}{L_s^*}p\omega_r\psi_{r\beta} + \frac{1}{L_s^*}u_{s\alpha}; \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} &= -\frac{1}{T_s^*}i_{s\beta} + \frac{k_r}{T_r L_s^*}\psi_{r\beta} - \frac{k_r}{L_s^*}p\omega_r\psi_{r\alpha} + \frac{1}{L_s^*}u_{s\beta}; \\ \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} &= r_r k_r i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r}\psi_{r\alpha} - p\omega_r\psi_{r\beta}; \\ \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} &= r_r k_r i_{s\beta} - \frac{1}{T_r}\psi_{r\beta} + p\omega_r\psi_{r\alpha}; \\ J \frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{pmk_r}{2}(\psi_{r\alpha}i_{r\beta} - \psi_{r\beta}i_{s\alpha}) - M_c, \end{aligned} \quad (1)$$

где $u_{s\alpha}, u_{s\beta}, i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \psi_{r\alpha}, \psi_{r\beta}$ – проекции напряжения, тока и потокосцепления статора на оси координат α и β ; J – приведенный момент

инерции; ω_r – угловая скорость ротора; M_c – момент сопротивления нагрузки на валу АЭП; $k_r = L_m/L_r$ – коэффициент электромагнитной связи ротора; $L_s^* = L_s - L_m k_r$; L_s , L_r – полные индуктивности обмоток статора и ротора; L_m – взаимная индуктивность между статором и ротором; – преобразованные индуктивность и сопротивление статора; $T_r = L_r/r_r$, $T_s^* = L_s^*/r_s^*$ – постоянные времени ротора и статора; $r_s^* = r_s + r_r k_r^2$; r_s , r_r – активные сопротивления обмоток статора и ротора; p – число пар полюсов; m – число фаз двигателя.

Согласно методике синтеза, запишем матрицы g_0 , h_0 , G_1 , H_1 для данного случая

$$g_0 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_s^*} i_{s\alpha} + \frac{1}{L_s^*} u_{s\alpha} \\ -\frac{1}{T_s^*} i_{s\beta} + \frac{1}{L_s^*} u_{s\beta} \\ 0 \end{bmatrix}; G_1 = \begin{bmatrix} \frac{k_r}{T_r L_s^*} & \frac{k_r}{L_s^*} p\omega_r \\ -\frac{k_r}{L_s^*} p\omega_r & \frac{k_r}{T_r L_s^*} \\ \frac{pmk_r}{2J} i_{s\beta} & -\frac{pmk_r}{2J} i_{s\alpha} \end{bmatrix};$$

$$h_0 = \begin{bmatrix} r_r k_r i_{s\alpha} \\ r_r k_r i_{s\beta} \end{bmatrix}; H_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -p\omega_r \\ p\omega_r & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix}.$$

Числовые устойчивые матрицы L и $\Gamma(x)$ находятся путем решения уравнения $H_1^T(x) - G_1^T \Gamma^T(x) = L^T$. В нашем случае оно имеет вид

$$\begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & p\omega_r \\ -p\omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{k_r}{T_r L_s^*} & -\frac{k_r}{L_s^*} p\omega_r & \frac{pmk_r}{2J} i_{s\beta} \\ \frac{k_r}{L_s^*} p\omega_r & \frac{k_r}{T_r L_s^*} & -\frac{pmk_r}{2J} i_{s\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Gamma_{11} & \Gamma_{21} \\ \Gamma_{12} & \Gamma_{22} \\ \Gamma_{13} & \Gamma_{23} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{11} & \lambda_{21} \\ \lambda_{12} & \lambda_{22} \end{bmatrix}.$$

Выбрав матрицу $L = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} - p^2 \omega_r^2 T_r & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_r} - p^2 \omega_r^2 T_r \end{bmatrix}$, решим уравнение и

найдем матрицу $\Gamma = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{T_r L_s^*}{k_r} p\omega_r & 0 \\ \frac{T_r L_s^*}{k_r} p\omega_r & 0 & 0 \end{bmatrix}$.

Вычислим интеграл от $\Gamma(x)$ по dx

$$P = \int_0^x \Gamma(x) dx = \int_0^x \begin{bmatrix} 0 & \Gamma_{12} & 0 \\ \Gamma_{21} & 0 & 0 \end{bmatrix} d \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{T_r L_s^*}{k_r} p\omega_r i_{s\beta} \\ \frac{T_r L_s^*}{k_r} p\omega_r i_{s\alpha} \end{bmatrix}.$$

Подставив полученные переменные в выражение

$$z = Lz - L \int_0^x \Gamma(x) dx - h_0(x, u) + \Gamma(x) g_0(x, u);$$

$$y = \int_0^x \Gamma(x) dx - z,$$

получим выражения наблюдателя $\hat{\psi}_{r\alpha}$, $\hat{\psi}_{r\beta}$:

$$\hat{\psi}_{r\alpha} = -\frac{T_r L_s^* p \omega_r i_{s\beta}}{k_r} - z_1;$$

$$\frac{dz_1}{dt} = -\left(\frac{1}{T_r} + p^2 \omega_r^2 T_r\right) \left[z_1 + \frac{T_r L_s^* p \omega_r i_{s\beta}}{k_r} \right] - r_r k_r i_{s\alpha} - \frac{T_r L_s^* p \omega_r}{k_r} \left(\frac{1}{T_s^*} i_{s\beta} + \frac{1}{L_s^*} u_{s\beta} \right); \quad (2)$$

$$\hat{\psi}_{r\beta} = \frac{T_r L_s^* p \omega_r i_{s\alpha}}{k_r} - z_2;$$

$$\frac{dz_2}{dt} = -\left(\frac{1}{T_r} + p^2 \omega_r^2 T_r\right) \left[z_2 - \frac{T_r L_s^* p \omega_r i_{s\alpha}}{k_r} \right] - r_r k_r i_{s\beta} + \frac{T_r L_s^* p \omega_r}{k_r} \left(\frac{1}{L_s^*} u_{s\alpha} - \frac{1}{T_s^*} i_{s\alpha} \right).$$

Выражения $\hat{\psi}_{r\alpha}$ и $\hat{\psi}_{r\beta}$ представляют собой оценки составляющих вектора потокосцепления ротора. Результирующее значение вектора вычисляется по формуле $\hat{\psi}_r = \sqrt{\hat{\psi}_{r\alpha}^2 + \hat{\psi}_{r\beta}^2}$.

Вычисление угла поворота вектора потокосцепления ротора относительно оси α можно определить из соотношения $\theta = \arctan(\hat{\psi}_{r\beta} / \hat{\psi}_{r\alpha})$.

Экспериментальные исследования. Приведем результаты моделирования системы (1) с наблюдателем (2). При моделировании использовались параметры привода АД917. Момент сопротивления выбран следующим образом $M_c = M_0 + \mu \omega_r + \xi \omega_r |\omega_r|$, $M_0 = 3000 \text{ Н} \cdot \text{м}$, $\mu = 0,1$, $\xi = 0,02$.

На рис. 1 и 2 представлены графики изменения эталонной и наблюдаемой составляющей вектора потокосцепления ротора $\psi_{r\alpha}$, а на рис. 3 и 4 – $\psi_{r\beta}$

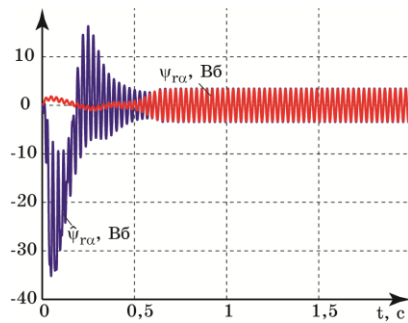


Рис. 1. Эталонное и оцениваемое значение $\psi_{r\alpha}$

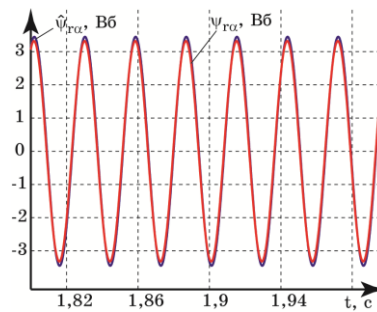


Рис. 2. Эталонное и оцениваемое значение $\psi_{r\alpha}$

За счет того, что величина $\hat{\psi}_{r\alpha}$ несколько отличается от номинального значения, при вычислении $\hat{\psi}_r$ наблюдается ошибка в сравнении с эталонным значением (рис. 5 и 6). Колебания величины $\hat{\psi}_r$ вызваны погрешностью оценки

наблюдателя, которая проявляется более значительно, чем в случаях с $\hat{\psi}_{r\alpha}$ и $\hat{\psi}_{r\beta}$, в связи с тем, что при вычислении $\hat{\psi}_r$ эта ошибка является суммой погрешностей при оценке составляющих вектора, присутствует сдвиг фазы.

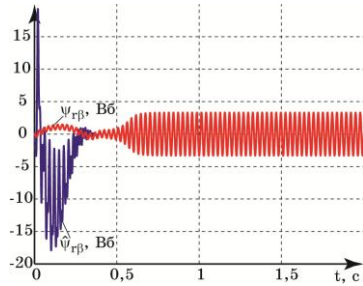


Рис. 3. Эталонное и оцениваемое значение $\psi_{r\beta}$

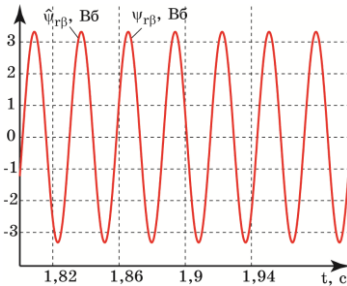


Рис. 4. Эталонное и оцениваемое значение $\psi_{r\beta}$

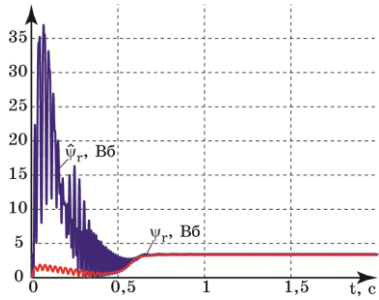


Рис. 5. Эталонное и оцениваемое значение ψ_r

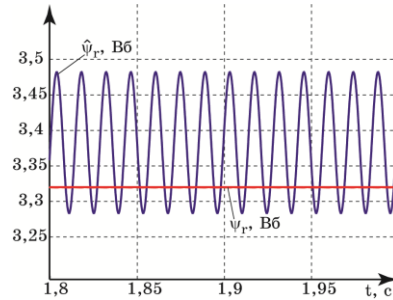


Рис. 6. Эталонное и оцениваемое значение ψ_r

Осуществив алгоритм сглаживания величины ψ_r (рис. 7), можно отметить, что максимальная погрешность наблюдателя (после окончания переходного процесса) составляет не более 1,92 % .

На рис. 8 приведен график изменения угла поворота вектора потокосцепления ротора θ . По графике видно отклонение наблюдаемого от эталонного значения: разница не превышает 3,6 % .

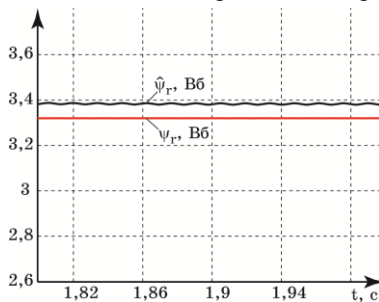


Рис. 7. Эталонное и оцениваемое (сглаженное) значение ψ_r

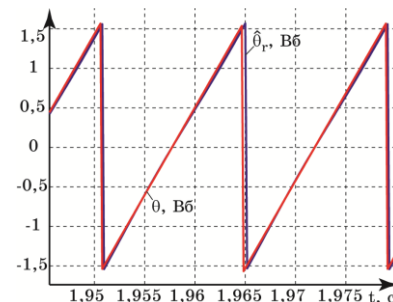


Рис. 8. Эталонное и оцениваемое значение θ

Сравнение с применяемыми на практике методами. Насколько приемлемую точность показывает синтезированный наблюдатель, оценим, рассмотрев предложенные ранее методы вычисления потокосцепления ротора.

В работах [19, 20] предлагается решение рассмотренной задачи с использованием связи между потокосцеплениями ротора и статора

$$\psi_r = \frac{L_r}{L_m}(\psi_s - \sigma L_s i), \quad (3)$$

где σ – коэффициент рассеяния. Оценка вектора потокосцепления статора может быть осуществлена путем интегрирования ЭДС статора e_s

$$\dot{\psi}_s = e_s.$$

С другой стороны, ЭДС статора можно вычислить следующим образом:

$$e_s = u - R_s i.$$

Векторы ψ_s , ψ_r , u , i , e_s заданы двумя проекциями на оси неподвижной относительно статора системы координат (α, β) .

Оценка потокосцепления статора осуществляется с использованием выражения

$$T\dot{\hat{\psi}}_s + \hat{\psi}_s = Te_s. \quad (4)$$

Авторы [19, 20] предполагают, что для увеличения диапазона рабочих скоростей, постоянная времени должна возрастать с уменьшением синхронной статорной скорости ω_{0s} . Постоянная времени принимается в виде

$T = (\varepsilon |\omega_{0s}|)^{-1}$, ε задается как малый положительный скаляр.

Предлагается за счет коррекции вектора e_s , приблизить свойства звена (4) к свойствам интегратора.

Конечные выражения для оценки составляющих вектора потокосцепления статора имеют вид

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\psi}}_{s\alpha} &= e_{s\alpha} + e_{s\beta} \varepsilon \text{sign}(\omega_{0s}) - \varepsilon |\omega_{0s}| \hat{\psi}_{s\alpha}; \\ \dot{\hat{\psi}}_{s\beta} &= e_{s\beta} - e_{s\alpha} \varepsilon \text{sign}(\omega_{0s}) - \varepsilon |\omega_{0s}| \hat{\psi}_{s\beta}. \end{aligned} \quad (5)$$

Величина ω_{0s} принимается равной значению ω_{0r} в связи с тем, что в стационарных режимах это равенство выполнимо, в переходных – разница между этими величинами незначительна.

Приведем результаты моделирования системы (1) с оценкой вектора потокосцепления ротора (3), (5). Коэффициент ε принимается равным 0,05.

На рис. 9 и 10 представлены переходные процессы относительно координат $\psi_{r\alpha}$, $\psi_{r\beta}$ и их оценки. Амплитуда колебаний переменных $\hat{\psi}_{r\alpha}$, $\hat{\psi}_{r\beta}$ несколько превосходит амплитуду эталонных переменных.

На рис. 11 и 12 представлены модули результирующего вектора потокосцепления ротора и оценка этой величины. Погрешность наблюдателя в данном случае не превышает 5,42 %.

Эталонное и наблюдаемое значение угла поворота вектора потокосцепления ротора θ отображено на рис. 13. Даная система оценки позволяет достаточно точно вычислить переменную θ , погрешность не превышает 1,47 %.

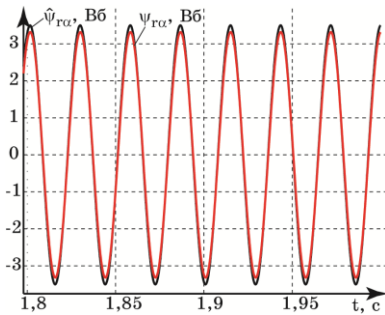


Рис. 9. Эталонное и оцениваемое значение $\psi_{r\alpha}$

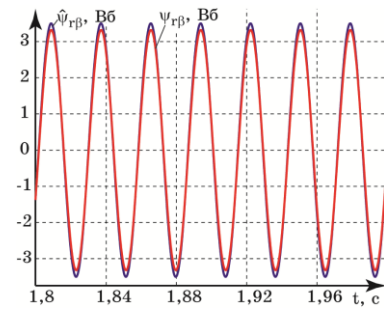


Рис. 10. Эталонное и оцениваемое значение $\psi_{r\beta}$

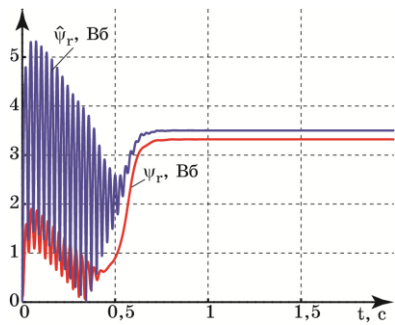


Рис. 11. Эталонное и оцениваемое значение ψ_r

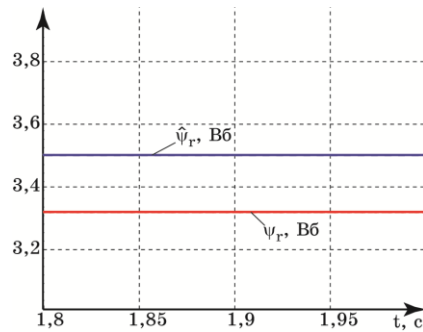


Рис. 12. Эталонное и оцениваемое значение ψ_r

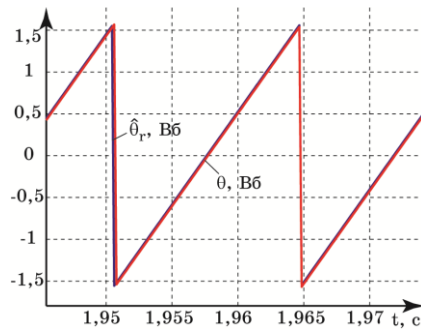


Рис. 13. Эталонное и оцениваемое значение θ

Помимо рассмотренного метода, оценки, достаточно часто [1, 17, 21] применяют для вычисления составляющих вектора потокосцепления ротора, соотношения

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{\psi}_{r\alpha}}{dt} &= r_r k_r i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \hat{\psi}_{r\alpha} - p\omega_r \hat{\psi}_{r\beta}; \\ \frac{d\hat{\psi}_{r\beta}}{dt} &= r_r k_r i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \hat{\psi}_{r\beta} + p\omega_r \hat{\psi}_{r\alpha}, \end{aligned} \quad (6)$$

которые представляет собой часть уравнений математической модели АЭП, записанной в системе координат (α, β) .

Так как вычисление значений $\hat{\psi}_{r\alpha}$, $\hat{\psi}_{r\beta}$ осуществляется с использованием процедуры интегрирования, а так же в связи с тем, что начальные условия отсутствуют, можно предположить, что как и в описаном выше случае погрешность вычисления будет составлять около 5 %.

Следует отметить, что предложенный в данной работе способ оценки составляющих вектора потокосцепления ротора, с использованием асимптотического наблюдателя, по сравнению с применяемыми на сегодняшний день подходами выгодно отличается от них отсутствием в конечных выражениях неизвестных начальных условий. Все величины, присутствующие в правых частях выражений (2) подлежат непосредственному измерению. Тем самым можно исключить погрешности, вызванные интегрированием величин $\hat{\psi}_{s\alpha}$ и $\hat{\psi}_{s\beta}$ в выражениях (5) и (6).

Заключение В статье с использованием синергетического подхода предложено решение задачи оценки неизмеряемых координат АДКЗР, в частности – составляющих вектора потокосцепления ротора. Что позволяет осуществить переход от естественных координат привода к системе координат, ориентированной по направлению вектора потокосцепления ротора, в которой и производится вычисление управляющих воздействий. Проведено компьютерное моделирование синтезированной системы оценки неизмеряемых координат двигателя, которое продемонстрировало эффективность применения подхода в сравнении с предложенными ранее решениями. Погрешность оценки синтезированного наблюдателя составляет 1,92 %, что значительно ниже погрешностей применяемых на практике методов – 5,42 %. Использование наблюдателя вектора потокосцепления ротора позволяет управлять электромеханическими системами на базе АЭП в конструкции которых не предусмотрены датчики Холла для измерения магнитного потока машины.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Виноградов А., Сибирцев А, Колодин И.* Адаптивно-векторная система управления бездатчикового асинхронного электропривода серии ЭПВ // Силовая электроника. – 2006. – № 3. – С. 50-55.
2. *Kolesnikov A., Veselov G., Popov A., Kolesnikov A., Kuzmenko A., Dougal R. A., Kondratiev I.* Synergetic approach to the modeling of power electronic systems // 7th Workshop on Computers in Power Electronics; Blacksburg, VA, USA; 16 July 2000 through 18 July 2000. – P. 259-262.
3. *Kuz'menko A.A.* Nonlinear adaptive control of a shipboard power plant turbine // Journal of Computer and Systems Sciences International. – July 2012. – Vol. 51, Issue 4. – P. 512-525.
4. *Колесников А.А., Балалаев Н.В., Веселов Г.Е., Топчиев Б.В.* Методы синергетического синтеза адаптивных регуляторов // Синергетика и проблемы теории управления: сборник научных трудов / Под ред. А.А. Колесникова. – М.: Физматлит, 2004. – С. 204-226.
5. *Beguenane R., Ouhrouche, M.A., Trzynadlowski A.M.* A new scheme for sensorless induction motor control drives operating in low speed region // Mathematics and Computers in Simulation. – 2006. – Vol. 71, Issue 2. – P. 109-120.
6. *Hajian M., Arab Markadeh G.R., Soltani J, Hoseinnia S.* Energy optimized sliding-mode control of sensorless induction motor drives // Energy Conversion and Management. – 2009. – Vol. 50, Issue 9. – P. 2296-2306.
7. *Zhao D, Li C., Ren J.* Speed Synchronization of Multiple Induction Motors with Total Sliding Mode Control // Systems Engineering – Theory and Practice. – 2009. – Vol. 29, Issue 10. – P. 110-117.
8. *Виноградов А.Б., Колодин И.Ю.* Бездатчиковый асинхронный электропривод с адаптивно-векторной системой управления // Электричество. – 2007. – № 1. – С. 44-50.
9. *Радионов И.А.* Синергетический синтез векторной системы управления асинхронным электроприводом // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2011. – № 6 (119). – С. 246-254.
10. *Veselov G.E., Popov A.N., Radionov I.A., Mushenko A.S* Adaptive power saving control for traction asynchronous electrical drive: synergetic approach // (ENERGYCON 2014) Book Series: IEEE International Energy Conference. – 2014. – P. 1446-1453.

11. Polyakov V. N. Dynamics of an electric drive with a double-fed asynchronous machine under vector control // Russian Electrical Engineering. – September 2014. – Vol. 85, Issue 9. – P. 543-548.
12. Kondratiev I., Nikiforov A., Veselov G., Kolesnikov A. Synergetic control for induction motor based wheel-drive system // Electric Vehicle Conference (IEVC), 2012 IEEE International. – P. 1-7.
13. Колесников А.А., Веселов Г.Е. Синергетическое управление нелинейными электроприводами III. Векторное управление асинхронными электроприводами // Электромеханика. – 2006. – № 2.
14. Vyncke T.J., Boel R.K., Melkebeek J.A.A. On the stator flux linkage estimation of an PMSM with extended kalman filters // Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010), 5th IET International Conference on 19-21 April 2010. – P. 1-6.
15. Wei Xu, Lorenz, R.D. Reduced parameter sensitivity stator flux linkage observer in deadbeat-direct torque and flux control for IPMSMs // Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2013 IEEE International. – P. 513-520.
16. West N.T., Lorenz R.D. Digital Implementation of Stator and Rotor Flux-Linkage Observers and a Stator-Current Observer for Deadbeat Direct Torque Control of Induction Machines // Industry Applications, IEEE Transactions on (Vol. 45, Issue: 2). – P. 729-736.
17. Jiyong Z., Hongping J. Study on Nonlinear Perpendicular Flux Observer for Direct-torque-controlled Induction Motor // International Journal of Nonlinear Science. – 2008. – Vol. 6, No. 1. – P. 73-78.
18. Колесников А.А. Синергетическая теория управления. – М.: Энергоатомиздат, 1994. – 344 с.
19. Душинова Е.В., Левыкина В.И., Васильева Е.В. Простой метод оценки потокосцеплений асинхронного двигателя // Радиоэлектроника, информатика, управління. – 2008. – № 1 (19). – С. 143-148.
20. Holtz J., Juntao Q. Drift and parameter compensated flux estimator for persistent zero stator frequency operation of sensorless controlled induction motors // Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the (Vol. 3). – P. 1687-1694.
21. Коллахчян П.Г. Адаптивное управление асинхронным тяговым приводом магистральных электровозов. – Ростов-на-Дону: Изд-во журнала «Изв. вузов Сев.-Кавк. регион», 2006. – 130 с.

REFERENCES

1. Vinogradov A., Sibirtsev A., Kolodin I. Adaptivno-vektornaya sistema upravleniya bezdatchikovogo asinkhronnogo elektroprivoda serii EPV [Adaptive vector control system of Sensorless asynchronous electric drive EPV series], *Silovaya elektronika* [Power electronics], 2006, No. 3, pp. 50-55.
2. Kolesnikov A., Veselov G., Popov A., Kolesnikov A., Kuzmenko A., Dougal R. A., Kondratiev I. Synergetic approach to the modeling of power electronic systems, *7th Workshop on Computers in Power Electronics; Blacksburg, VA, USA; 16 July 2000 through 18 July 2000*, pp. 259-262.
3. Kuz'menko A.A. Nonlinear adaptive control of a shipboard power plant turbine, *Journal of Computer and Systems Sciences International*, July 2012, Vol. 51, Issue 4, pp. 512-525.
4. Kolesnikov A.A., Balalaev N.V., Veselov G.E., Topchiev B.V. Metody sinergeticheskogo sinteza adaptivnykh regulyatorov [Methods of synergetic synthesis of adaptive regulators], *Sinergetika i problemy teorii upravleniya: sbornik nauchnykh trudov* [Synergetics and the problem of control theory: proceedings], By ed. A.A. Kolesnikova. Moscow: Fizmatlit, 2004, pp. 204-226.
5. Beguenane R., Ouhrouche, M.A., Trzynadlowski A.M. A new scheme for sensorless induction motor control drives operating in low speed region, *Mathematics and Computers in Simulation*, 2006, Vol. 71, Issue 2, pp. 109-120.
6. Hajian M., Arab Markadeh G.R., Soltani J, Hoseinnia S. Energy optimized sliding-mode control of sensorless induction motor drives, *Energy Conversion and Management*, 2009, Vol. 50, Issue 9, pp. 2296-2306.
7. Zhao D, Li C., Ren J. Speed Synchronization of Multiple Induction Motors with Total Sliding Mode Control, *Systems Engineering – Theory and Practice*, 2009, Vol. 29, Issue 10, pp. 110-117.
8. Vinogradov A.B., Kolodin I.Yu. Bezdatchikovyy asinkhronnyy elektroprivod s adaptivno-vektornoy sistemoy upravleniya [Sensorless induction motor drive with adaptive vector control system], *Elektrichestvo* [Electricity], 2007, No. 1, pp. 44-50.

9. Radionov I.A. Sinergeticheskiy sintez vektornoy sistemy upravleniya asinkhronnym elektroprivodom [Synergistic synthesis of induction motor vector control system], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2011, No. 6 (119), pp. 246-254.
10. Veselov G.E., Popov A.N., Radionov I.A., Mushenko A.S Adaptive power saving control for traction asynchronous electrical drive: synergetic approach, (*ENERGYCON 2014*) Book Series: *IEEE International Energy Conference*, 2014, pp. 1446-1453.
11. Polyakov V. N. Dynamics of an electric drive with a double-fed asynchronous machine under vector control, *Russian Electrical Engineering*, September 2014, Vol. 85, Issue 9, pp. 543-548.
12. Kondratiev I., Nikiforov A., Veselov G., Kolesnikov A. Synergetic control for induction motor based wheel-drive system, *Electric Vehicle Conference (IEVC), 2012 IEEE International*, pp. 1-7.
13. Kolesnikov A.A., Veselov G.E. Sinergeticheskoe upravlenie nelineynymi elektroprivodami III. Vektornoe upravlenie asinkhronnymi elektroprivodami [Synergistic control of nonlinear electric drives III. Vector control of asynchronous electric drives], *Elektromekhanika* [Electromechanics], 2006, No. 2.
14. Vyncke T.J., Boel R.K., Melkebeek J.A.A. On the stator flux linkage estimation of an PMSM with extended kalman filters, *Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010), 5th IET International Conference on 19-21 April 2010*, pp. 1-6.
15. Wei Xu, Lorenz, R.D. Reduced parameter sensitivity stator flux linkage observer in deadbeat-direct torque and flux control for IPMSMs, *Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2013 IEEE International*, pp. 513-520.
16. West N.T., Lorenz R.D. Digital Implementation of Stator and Rotor Flux-Linkage Observers and a Stator-Current Observer for Deadbeat Direct Torque Control of Induction Machines, *Industry Applications, IEEE Transactions on* (Vol. 45, Issue: 2), pp. 729-736.
17. Jiyong Z., Hongping J. Study on Nonlinear Perpendicular Flux Observer for Direct-torque-controlled Induction Motor, *International Journal of Nonlinear Science*, 2008, Vol. 6, No. 1, pp. 73-78.
18. Kolesnikov A.A. Sinergeticheskaya teoriya upravleniya [Synergetic control theory]. Moscow: Energoatomizdat, 1994, 344 p.
19. Dushinova E.V., Levykina V.I., Vasil'eva E.V. Prostoy metod otsenki potokostsepleniya asinkhronnogo dvigatelya [A simple method of estimation of induction motor flux linkages is proposed], *Radioelektronika, informatika, upravlinnya* [Electronics, computer science, management], 2008, No. 1 (19), pp. 143-148.
20. Holtz J., Juntao Q. Drift and parameter compensated flux estimator for persistent zero stator frequency operation of sensorless controlled induction motors, *Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the* (Vol. 3), pp. 1687-1694.
21. Kolpakhch'yan P.G. Adaptivnoe upravlenie asinkhronnym tyagovym privodom magistral'nykh elektrovozov [Adaptive control of asynchronous traction drive of main line electric locomotives]. Rostov-on-Don: Izd-vo zhurnala «Izv. vuzov Sev.-Kavk. region», 2006, 130 p.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор Д.А. Первухин.

Радионо́в Иван Алексе́евич – Южный федеральный университет; e-mail: i.a.radionov@gmail.ru; 347900, г. Таганрог, ул. Чехова, 2, к. 403; тел.: +78634360707; кафедра СИПУ; старший преподаватель

Radionov Ivan Alekseevich – Southern Federal University; e-mail: i.a.radionov@gmail.ru; 2, Chehov street, ap. 403, Taganrog, 347900, Russia; phone: +78634360707; the department of SCP; senior lecturer.